

Probabilité de détection en MIMO radar

Randriambelonoro S.V.N.¹, Randriamitantsoa P. A.², Andriamanalina A. N.³

Laboratoire de Recherche Télécommunication, Automatique, Signal et Images (LR-TASI)

Mention Electronique – Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo

Université d'Antananarivo

BP 1500, Ankatso – Antananarivo 101 – Madagascar

¹valimbavakanokoloina@gmail.com, ²rpauguste@gmail.com, ³andonirinabe@gmail.com

Résumé

La détection, est devenue une application radar exigeant une nette précision au cours des dernières décennies. C'est dans le but de satisfaire les nouvelles contraintes de résolution que la technologie MIMO a été intégrée dans un système radar. Cet article présente les résultats des probabilités de détection en radar à réseau déphasé, comparées avec celles des deux grandes catégories de systèmes MIMO radar, cohérent et statistique. Pour ce faire, une étude sur le concept MIMO radar, la modélisation du signal reçu ainsi que de la détection dans les différents régimes a été réalisée.

Mots-clés : MIMO, radar, détection, modélisation, probabilité, cohérent, statistique

Abstract

Detection has become a radar application requiring clear accuracy over the past few decades. It is in order to satisfy this

resolution constraint that the MIMO technology has been integrated into a radar system. This article offers the results of probabilities of detection in a phased array radar compared with those of the two main categories of radar, coherent and statistical MIMO radar systems. To deal with, a survey about the MIMO concept, the modelisation of the received signal in the phased array and MIMO radar system, followed by the principle of detection have been realized.

Keywords : MIMO, radar, detection, modelisation, probability, coherent, statistical

1. Introduction

Un canal MIMO, est défini par un canal qui relie n_T antennes émettrices avec n_R antennes réceptrices représenté mathématiquement par une matrice complexe H traduisant la dimension spatiale.

La matrice H du canal MIMO, est définie par [1] :

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1n_T} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{2n_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R1} & h_{n_R2} & \dots & h_{n_Rn_T} \end{pmatrix} \quad (01)$$

La notion de MIMO radar est représentée par de multiples sites émetteurs et récepteurs, illustrée par la **Figure 1**.

Dans un certain sens, les radars MIMO sont une généralisation des concepts radar multistatique [2].

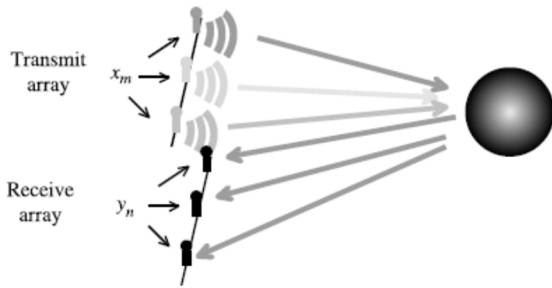


Figure 1 : Illustration du radar MIMO de base

2. Types de MIMO radar

2.1. Radar à réseau déphasé

Il s'agit du type de radar le plus sophistiqué qui a recours à un réseau d'antennes émettant chacune la version décalée du même signal, possédant $N = (2m+1)$ éléments isotropes espacées à l'écart d . Désignant le décalage entre les éléments adjacents par θ_p et l'amplitude du n -ième élément par $A[n]$, l'expression de l'intensité du champ électrique est donnée par [3] :

$$E(\phi) = \sum_{n=-m}^m A[n]e^{jn\theta_p} \quad (02)$$

Si $A[n] = 1$ pour tout n dans l'intervalle $-m < n < m$, alors :

$$E(\phi) = \sum_{n=-m}^m A[n]e^{jn\theta_p} \quad (03)$$

$$E(\phi) = 1 + 2 \sum_{n=1}^m \cos(n\theta_p) \quad (04)$$

$$E(\phi) = \frac{\sin\left(\frac{N\theta_p}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\theta_p}{2}\right)} \quad (05)$$

Quand N devient grand, le faisceau se rétrécit et tend vers la forme $\frac{\sin x}{x}$ obtenue avec une ouverture rectangulaire uniformément illuminée. En introduisant un décalage de phase θ_e entre les éléments adjacents, on obtient :

$$E(\phi) = \frac{\sin\left(\frac{N\{\theta_p + \theta_e\}}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\theta_p + \theta_e}{2}\right)} \quad (06)$$

2.2. MIMO radar cohérent et statistique

Le système MIMO radar possède de multiples antennes d'émission et de réception. Les antennes d'émission transmettent des signaux qui peuvent ou non être mis en corrélation, et sont souvent orthogonaux, tandis que les antennes de réception tentent de les démêler.

Dans le premier régime, les éléments du réseau émetteur (et ceux du réseau récepteur) sont largement espacés, fournissant des réponses de diffusion indépendantes pour chaque paire d'antennes, parfois appelées MIMO radar statistique ou *statistical MIMO radar*.

Dans le second régime, les éléments du réseau émetteur (et ceux du réseau récepteur) sont étroitement espacés de telle sorte que la cible se trouve dans un champ lointain du réseau émission – réception, parfois aussi appelé MIMO radar cohérent ou *coherent MIMO radar*. La réponse de diffusion de la cible est la même pour chaque paire d'antennes, à un petit retard [2].

3. Modélisation du signal reçu

3.1. Radar à réseau déphasé

Soit $\sqrt{\frac{E_T}{n_T}} x(t)$ le signal en bande de base transmis par les éléments d'émission où E_T est l'énergie moyenne totale transmise [4].

Si le réseau de transmission effectue un *beamforming* dans la direction $\tilde{\theta}$, le signal transmis peut être écrit sous la forme de vecteur :

$$x(t) = a(\tilde{\theta}) \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} x(t) \quad (07)$$

Le signal à l'emplacement cible peut être écrite comme :

$$x^c(t) = a^H(\theta) a(\tilde{\theta}) \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} x(t - \delta_T) \quad (08)$$

Étant donné que les éléments d'antennes du radar à réseau déphasé sont étroitement espacés, toutes les paires d'émission – réception voient les mêmes RCS bistatiques. Supposons que γ représente cet effet de rétrodiffusion. Si la cible est à la direction θ' par rapport au réseau de réception, le signal au niveau du récepteur peut être écrit tel :

$$y^R(t) = \gamma b(\theta') a^H(\theta) a(\tilde{\theta}) \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} x(t - \delta) + \eta(t) \quad (09)$$

Si le signal reçu est envoyé à un filtre adapté à $x(t)$, et dont la sortie est échantillonnée à l'instant δ , la sortie du filtre adapté devient :

$$y = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} b^H(\tilde{\theta}') b(\theta') a^H(\theta) a(\tilde{\theta}) \gamma + \eta \quad (10)$$

En adoptant $\theta = \tilde{\theta}$ et $\theta' = \tilde{\theta}'$, alors le modèle de signal reçu devient :

$$y = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} n_R n_T \gamma + \eta \quad (11)$$

3.2. MIMO radar cohérent

Soit $\sqrt{\frac{E_T}{n_T}} x_m(t)$ le signal en bande de base transmis par les éléments d'émission et $\|x_m(t)\|^2 = 1$.

Supposons que les signaux transmis sont orthogonaux entre – eux [5].

Sous l’hypothèse que la propagation est non dispersive, le signal au niveau de la position de la cible est donné par :

$$x_m^c(t) = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} x_m(t - \delta_{Tm}(x_o, y_o)) \quad (12)$$

Pour $m = 1, \dots, n_T$

$$x^c(t) = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \sum_{m=1}^{n_T} e^{-j2\pi f \delta_{Tm}(\theta)} x_m(t - \delta_T) \quad (13)$$

$y_k(t)$, qui dénote le signal en bande de base reçu par la k – ème antenne est donné par :

$$y_k(t) = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \gamma_k x^c(t - \delta_{Rk}(x_o, y_o)) + \eta_k(t) \quad (14)$$

Pour $k = 1, \dots, n_R$

$$y_k(t) = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \gamma e^{-j2\pi f \delta_{T1}(\theta')} a^H(\theta) x(t - \delta_{T1} - \delta_R) + \eta(t) \quad (15)$$

Alors, les signaux transmis peuvent être écrits sous – forme de vecteur tels :

$$y(t) = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \gamma b^*(\theta') a^H(\theta) x(t - \delta) + \eta(t) \quad (16)$$

Si ce signal reçu est envoyé à une rangée de filtres adaptés dont chacun est adapté à $x_m(t)$, et la sortie correspondante est

échantillonné aux instants de temps δ , la sortie de la série de filtres adaptés peut être écrite sous la forme de vecteur :

$$\bar{y}(t) = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \bar{\gamma} + \bar{\eta} \quad (17)$$

3.3.MIMO radar statistique

Soit (x_{Tm}, y_{Tm}) et (x_{Rk}, y_{Rk}) les paramètres d’emplacement respectif du m – ème émetteur et du k – ème récepteur [6].

Supposons aussi qu’un signal à bande étroite $\sqrt{\frac{E_T}{n_T}} x_m(t)$ est transmis par le m – ème émetteur, où $\|x_m(t)\|^2 = 1$.

Sous l’hypothèse que la propagation est non dispersive, le signal au niveau de la position de la cible est donné par :

$$x_m^c(t) = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} x_m(t - \delta_{Tm}(x_o, y_o)) \quad (18)$$

Pour $m = 1, \dots, n_T$

L’équivalent du signal en bande de base reçu par le k – ème récepteur peut être écrit par : (19)

$$y_k(t) = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \sum_{m=1}^{n_T} \gamma_{km} x_m^c(t - \delta_{Rk}(x_o, y_o))$$

Pour $k = 1, \dots, n_R$

$$y_k(t) = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \sum_{m=1}^{n_T} \gamma_{km} x_m(t - \delta_{Tm}(x_o, y_o)) - \delta_{Rk}(x_o, y_o)$$

Pour $k = 1, \dots, n_R$ (20)

Alors le vecteur du signal reçu peut être représenté comme :

$$y(t) = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \text{diag}(b(\theta')) \gamma \text{diag}(a(\theta)) x(t - \delta) + \eta(t)$$

Si ce signal reçu est envoyé à une série de filtres adaptatifs dont chacun est adapté à $x_m(t)$, et la sortie correspondante est échantillonnée à l'instant δ , la sortie de la série de filtre adaptatif peut être écrite sous la forme :

$$\bar{y} = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \bar{\gamma} + \bar{\eta}$$

Dans une forme explicite, cette équation s'écrit :

$$\begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{12} \\ \vdots \\ y_{n_R n_T} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \begin{bmatrix} \gamma_{11} \\ \gamma_{12} \\ \vdots \\ \gamma_{n_R n_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_{11} \\ \eta_{12} \\ \vdots \\ \eta_{n_R n_T} \end{bmatrix}$$

4. Probabilités de détection

4.1. Radar à réseau déphasé

Le problème de détection en radar à réseau déphasé peut être formulé comme un problème de test d'hypothèse binaire [7]:

$$H_0 : y = \eta$$

$$H_1 : y = \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} n_R n_T \gamma + \eta$$

La solution optimale à ce problème de tests d'hypothèses selon le critère de Neyman – Pearson est le rapport de vraisemblance (LRT) :

$$\frac{p(y|H_1, \sigma_\eta^2, \sigma_\gamma^2)}{p(y|H_0, \sigma_\eta^2)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} T$$

La densité de probabilité sous H_1 est :

$$p(y|H_1, \sigma_\eta^2, \sigma_\gamma^2) = \frac{1}{\pi(n_R \sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R^2)} e^{\frac{-|y|^2}{n_R \sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R^2}}$$

La densité de probabilité sous H_0 est :

$$p(y|H_0, \sigma_\eta^2) = \frac{1}{\pi n_R \sigma_\eta^2} e^{\frac{-|y|^2}{n_R \sigma_\eta^2}}$$

Logarithme du rapport de vraisemblance :

$$\ln\left(\frac{p(y|H_1, \sigma_\eta^2, \sigma_\gamma^2)}{p(y|H_0, \sigma_\eta^2)}\right) = \ln\left(\frac{\sigma_\eta^2}{\sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R}\right) + \left(\frac{E_T n_T}{\sigma_\eta^2 (\sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R)}\right) |y|^2$$

Donc, le test du rapport de vraisemblance est :

$$|y|^2 \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} T'$$

Quand la cible est absente, la distribution de $|y|^2$ est exponentielle et peut être définie comme :

$$|y|^2 \sim e^{-\frac{1}{n_R \sigma_\eta^2}} \quad (30)$$

La probabilité de fausse alarme est donnée par :

$$P_{fa} = e^{-\frac{-T'}{n_R \sigma_\eta^2}} \quad (31)$$

Le seuil correspondant est :

$$T' = -n_R \sigma_\eta^2 \ln(P_{fa}) \quad (32)$$

Quand la cible existe :

$$|y|^2 \sim e^{-\frac{1}{n_R \sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R^2}} \quad (33)$$

La probabilité de détection est donnée par :

$$P_d = e^{-\frac{-T'}{n_R \sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R^2}} \quad (34)$$

$$P_d = e^{\frac{\sigma_\eta^2 \ln(P_{fa})}{n_R \sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R^2}} \quad (35)$$

$$P_d = e^{\frac{\ln(P_{fa})}{(SNR)n_T n_R + 1}} \quad (36)$$

La **Figure 2** représente la probabilité de détection avec un radar à réseau déphasé en variant le nombre d'émetteur et la **Figure 3** en variant le nombre de récepteur.

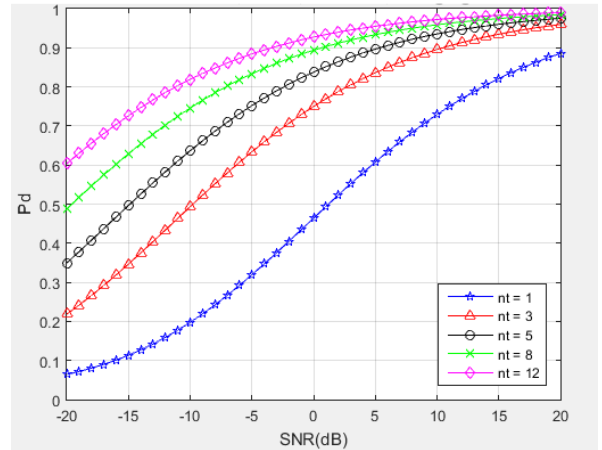


Figure 2 : Probabilité de détection en radar à réseau déphasé, en variant n_T , $n_R = 5$, $P_{fa} = 10^{-2}$

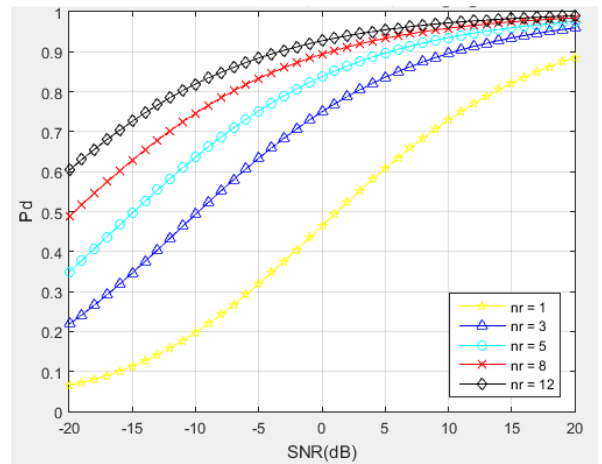


Figure 3 : Probabilité de détection en radar à réseau déphasé, en variant n_R , $n_T = 5$, $P_{fa} = 10^{-2}$

4.2.MIMO radar cohérent

Le problème de détection en MIMO radar cohérent peut être formulé comme un problème de test d'hypothèse binaire [8]:

$$\begin{aligned} H_0 : y &= \eta \\ H_1 : y &= \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} n_R n_T \gamma + \eta \end{aligned} \quad (37)$$

La solution optimale à ce problème de tests d'hypothèses selon le critère de Neyman – Pearson est le rapport de vraisemblance (LRT) :

$$\frac{p(y|H_1, \sigma_\eta^2, \sigma_\gamma^2)}{p(y|H_0, \sigma_\eta^2)} \underset{H_0}{\underset{H_1}{\geq}} T \quad (38)$$

La densité de probabilité sous H_1 est :

$$p(y|H_1, \sigma_\eta^2, \sigma_\gamma^2) \quad (39)$$

$$= \frac{1}{\pi(n_T n_R \sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R^2)} e^{\frac{-|y|^2}{n_T n_R \sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R^2}}$$

La densité de probabilité sous H_0 est :

$$p(y|H_0, \sigma_\eta^2) = \frac{1}{\pi n_T n_R \sigma_\eta^2} e^{\frac{-|y|^2}{n_T n_R \sigma_\eta^2}} \quad (40)$$

Logarithme du rapport de vraisemblance :

$$\ln\left(\frac{p(y|H_1, \sigma_\eta^2, \sigma_\gamma^2)}{p(y|H_0, \sigma_\eta^2)}\right)$$

$$= \ln\left(\frac{\sigma_\eta^2}{\sigma_\eta^2 + E_T n_R}\right) \quad (41)$$

$$+ \left(\frac{E_T n_T}{\sigma_\eta^2(n_T \sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R)}\right) |y|^2$$

Donc, le test du rapport de vraisemblance est :

$$|y|^2 \underset{H_0}{\underset{H_1}{\geq}} T' \quad (42)$$

Quand la cible est absente, la distribution de $|y|^2$ est exponentielle et peut être définie comme :

$$|y|^2 \sim e^{\frac{1}{n_T n_R \sigma_\eta^2}} \quad (43)$$

La probabilité de fausse alarme est donnée par :

$$P_{fa} = e^{\frac{-T'}{n_T n_R \sigma_\eta^2}} \quad (44)$$

Le seuil correspondant est :

$$T' = -n_T n_R \sigma_\eta^2 \ln(P_{fa}) \quad (45)$$

Quand la cible existe :

$$|y|^2 \sim \frac{1}{e^{n_T n_R \sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R^2}} \quad (46)$$

La probabilité de détection est donnée par :

$$P_d = e^{\frac{-T'}{n_T n_R \sigma_\eta^2 + E_T n_T n_R^2}} \quad (47)$$

$$P_d = e^{\frac{\sigma_\eta^2 \ln(P_{fa})}{\sigma_\eta^2 + E_T n_R}} \quad (48)$$

$$P_d = e^{\frac{\ln(P_{fa})}{(SNR)n_R + 1}} \quad (49)$$

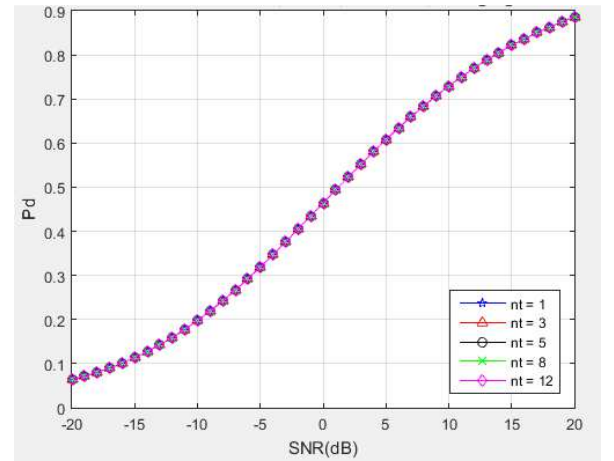


Figure 4 : Probabilité de détection en MIMO radar cohérent, en variant n_T , $n_R = 5$, $P_{fa} = 10^{-2}$

La **Figure 4** représente la probabilité de détection avec un MIMO radar cohérent en

variant le nombre d'émetteur et la **Figure 5** en variant le nombre de récepteur.

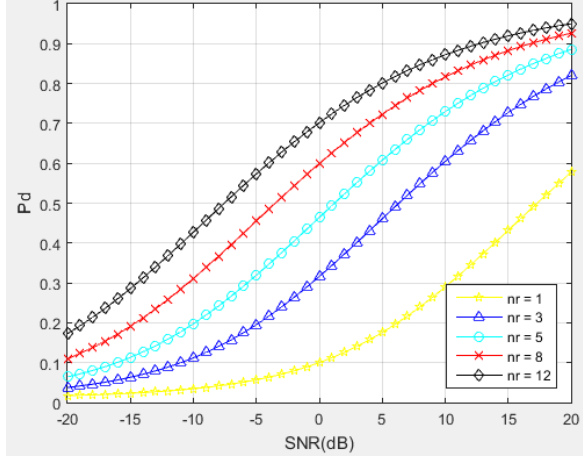


Figure 5 : Probabilité de détection en MIMO radar cohérent, en variant n_R , $n_T = 5$, $Pfa = 10^{-2}$

4.3.MIMO radar statistique

Le problème de détection en MIMO radar statistique peut être formulé comme un problème de test d'hypothèse binaire :

$$\begin{aligned} H_0 : \bar{y} &= \bar{\eta} \\ H_1 : \bar{y} &= \sqrt{\frac{E_T}{n_T}} \bar{\gamma} + \bar{\eta} \end{aligned} \quad (50)$$

La solution optimale à ce problème de tests d'hypothèses selon le critère de Neyman – Pearson est le rapport de vraisemblance (LRT) :

$$\frac{p(\bar{y}|H_1, \varphi, \zeta)}{p(\bar{y}|H_0, \varphi)} \geq \frac{H_1}{H_0} T \quad (51)$$

φ : matrice de covariance du bruit

ζ : matrice de covariance du vecteur $\bar{\gamma}$

La densité de probabilité sous H_1 est :

$$\begin{aligned} p(\bar{y}|H_1, \varphi, \zeta) &= \frac{1}{\pi^{n_R n_T} \left(\sigma_\eta^2 + \frac{E_T}{n_T} \right)^{n_R n_T}} e^{-\bar{y}^H \left(\left(\sigma_\eta^2 + \frac{E_T}{n_T} \right) I \right)^{-1} \bar{y}} \quad (52) \end{aligned}$$

La densité de probabilité sous H_0 est :

$$p(\bar{y}|H_0, \varphi) = \frac{1}{\pi^{n_R n_T} (\sigma_\eta^2)^{n_R n_T}} e^{-\bar{y}^H (\sigma_\eta^2 I)^{-1} \bar{y}} \quad (53)$$

Logarithme du rapport de vraisemblance :

$$\begin{aligned} \ln \left(\frac{p(\bar{y}|H_1, \varphi, \zeta)}{p(\bar{y}|H_0, \varphi)} \right) &= n_R n_T \ln \left(\frac{\sigma_\eta^2}{\sigma_\eta^2 + \frac{E_T}{n_T}} \right) \\ &+ \left(\frac{\frac{E_T}{n_T}}{\sigma_\eta^2 \left(\sigma_\eta^2 + \frac{E_T}{n_T} \right)} \right) \bar{y}^H \bar{y} \quad (54) \end{aligned}$$

Donc, le test du rapport de vraisemblance est :

$$\|\bar{y}\|^2 \geq \frac{H_1}{H_0} T' \quad (55)$$

Quand la cible est absente, la distribution de $\|\bar{y}\|^2$ est exponentielle et peut être définie comme :

$$\bar{y}^H \bar{y} \sim \frac{\sigma_\eta^2}{2} \chi_{2n_R n_T}^2 \quad (56)$$

$\chi_{2n_R n_T}^2$: distribution Chi – carré centrale avec $2n_R n_T$ degrés de liberté

La probabilité de fausse alarme est donnée par :

$$(57)$$

$$P_{fa} = 1 - Q_{\chi^2_{2n_R n_T}} e^{\frac{2}{\sigma_\eta^2} T'}$$

$Q_{\chi^2_{2n_R n_T}}$:distribution cumulative d'une variable aléatoire Chi – carré avec $2n_R n_T$ degrés de liberté

Le seuil correspondant est :

$$T' = \frac{\sigma_\eta^2}{2} Q_{\chi^2_{2n_R n_T}}^{-1} (1 - P_{fa}) \quad (58)$$

Quand la cible existe :

$$\bar{y}^H \bar{y} \sim \left(\frac{E_T}{2n_T} + \frac{\sigma_\eta^2}{2} \right) \chi^2_{2n_R n_T} \quad (59)$$

La probabilité de détection est donnée par :

$$P_d = 1 - Q_{\chi^2_{2n_R n_T}} \left(\frac{\sigma_\eta^2}{\left(\frac{E_T}{n_T} + \sigma_\eta^2\right)} Q_{\chi^2_{2n_R n_T}}^{-1} (1 - P_{fa}) \right) \quad (60)$$

$$P_d = 1 - Q_{\chi^2_{2n_R n_T}} \left(\frac{1}{\left(\frac{SNR}{n_T} + 1\right)} Q_{\chi^2_{2n_R n_T}}^{-1} (1 - P_{fa}) \right) \quad (61)$$

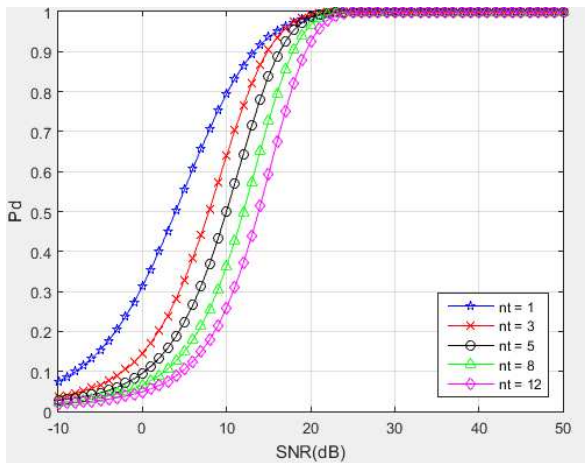


Figure 6 : Probabilité de détection en MIMO radar statistique, en variant n_T , $n_R = 5$, $P_{fa} = 10^{-2}$

La **Figure 6** représente la probabilité de détection avec un MIMO radar statistique en variant le nombre d'émetteur et la **Figure 7** en variant le nombre de récepteur.

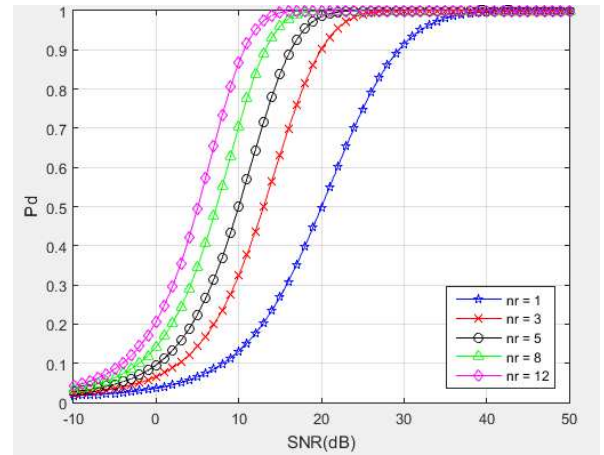


Figure 4 : Probabilité de détection en MIMO radar statistique, en variant n_R , $n_T = 5$, $P_{fa} = 10^{-2}$

5. Résultats

Les graphes de la **Figure 4** montrent que la performance de détection ne change pas avec l'augmentation de n_T en MIMO radar cohérent tandis qu'elle s'accroît dans le cas du radar à réseau déphasé. D'après les **Figure 4** et **Figure 2**, on peut voir que les performances de détection du radar à réseau déphasé et du MIMO radar cohérent sont identiques lorsque $n_T = 1$, en d'autres termes les radars fonctionnent en mode SIMO. La performance de détection du MIMO radar cohérent s'améliore lorsque le nombre d'antennes de réception augmentent. Ceci est également valable pour les systèmes radar à réseau déphasé comme on peut le voir dans

la **Figure 3**. Il est intéressant de voir qu'en MIMO radar statistique, les performances de détection diminuent au fur et à mesure que le nombre d'antennes d'émission augmente sur la **Figure 6**. Comme dans le cas de la **Figure 5**, P_d augmente à mesure que le nombre d'antennes de réception augmente, selon la **Figure 7**.

6. Conclusion

Le système MIMO radar possède de multiples antennes d'émission et de réception pour émettre et recevoir les signaux. Ces antennes peuvent être placées proches ou bien séparées les unes des autres. La modélisation du signal reçu et l'analyse des probabilités de détection a montré que le radar à réseau déphasé et le MIMO radar cohérent présentent des modélisations assez similaires, quoique la différence se trouve sur l'intégration du nombre d'émetteur n_T comme paramètre crucial dans les densités de probabilité sous les hypothèses H_0 et H_1 , donc la probabilité de détection en dépend aussi en MIMO radar cohérent. L'expression du test de rapport de vraisemblance en MIMO radar statistique tient compte des matrices de covariance φ du bruit et ζ celle du signal. La distribution exponentielle de $\|\bar{y}\|^2$ conduit à l'expression de sa probabilité de détection en fonction d'une distribution cumulative d'une variable

aléatoire Chi – carré avec $2n_R n_T$ degrés de liberté.

7. Bibliographie

- [1] H. KhaleghiBizaki, « *Mimosystems, theory and applications* », InTech, March 2011.
- [2] J. Li, P. Stoica, « *MIMO Radar Signal Processing* », John Willey& Sons 2009.
- [3] B. R. Mahafza, « *Radar systems analysis and design using Matlab, Third edition* », CRC Press 2013.
- [4] H. Meikle, « *Modern Radar Systems* », ArtechHosuse 2001.
- [5] C. C. Yuan, « *Signal processing for MIMO radars: Detection under Gaussian and non-Gaussian environments and application to STAP* », Artech House Boston London, November 2011.
- [6] S. Gogineni, « *Adaptive MIMO Radar for Target Detection, Estimation, and Tracking* », Washington University 2012.
- [7] S. B. Akdemir, « *An Overview Of Detection In MIMO Radar* », Middle East Technical University, September 2010.
- [8] S. Laurent, « *Likelihood Ratio Tests* », DSO National Laboratories, October 2016.